

星用 DS/PM 双模应答机的设计与实现*

郑林华 袁继兵 李 星

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘要 :介绍了星用直扩/调相(DS/PM)双模应答机的组成、功 方法,大大地提高了 PM 模式的处理精度和载波的捕获带宽。解决了扩频模式下高动态、低信噪比环境下伪码的初相位捕获和大多谱勒频移环境下的载波同步的实现等关键技术。这些思路和方法对促进航天技术的发展有很好的参考价值。

关键词 :应答机;双模式;扩频;调相

中图分类号 :TP391 **文献标识码** :A

Design and Implementation of Satellite-based DS/PM Dual-mode Transponder

ZHENG Lin-hua, YUAN Ji-bing, LI Xing

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract :The paper introduces the configuration, function, principles and main technical index of the satellite-based direct sequence spread spectrum/phase modulation(DS/PM) dual-mode transponder. An accurate demodulation phase method is presented in PM mode. Obviously the processing precision in PM mode is improved and the capturing bandwidth widened by this means. Some key means are also developed such as capturing the initial phase of Pseudo Noise Code in spread-spectrum mode in the environment of dynamic changes and low SNR, and synchronizing the carrier wave with large Doppler frequency shift. All these ideas and methods are very valuable in developing space technology.

Key words :transponder; dual-mode; spread-spectrum; phase modulation

统一载波测控系统是我国建成的地基测控系统,它可以支持同步轨道、中低轨道航天器的测控任务,但测控站测控范围有限,要达到宽范围的测控,需要布较多的测控站。

天基测控通信网——跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)的建成是航天测控通信技术的重大突破,从根本上解决了测控、通信的高覆盖率问题,并通过采用扩频等先进技术解决了抗干扰、高速数传和多目标测控通信等技术难题。但 TDRSS 在卫星发射测控应用中,由于受到路径衰减大及多径干扰的影响,其应用受到限制。在 TDRSS 受限的范围,需要用统一载波测控系统来完成测控任务。因此综合利用统一载波测控系统和 TDRSS 系统对航天器进行测控及数据传输是必要的。为了适应统一载波测控系统和 TDRSS 系统的测控,必须研制双模应答机。

美国在 20 世纪 70 年代末设计的双模应答机全部采用模拟器件,包括模拟混频器、模拟滤波器、压控振荡器等,来实现双模应答机中的 PN 码同步、载波同步以及位同步。大量的模拟器件使得系统在稳定性、易实现性以及功率有效性方面难以达到预期的指标。八九十年代发展起来的应答机通过两次或三次变频将射频接收信号下变频至基带信号,然后对基带信号采样,作数字化处理。采用模拟的正交下变频器,必然导致 I、Q 通道的幅度与相位的不平衡,以及直流漂移、本振泄漏等,限制了整个系统性能的进一步提高^[2,3]。受全数字化接收机技术及软件无线电技术发展的牵引,直接中频采样所带来的性能优势受到了越来越多的重视。本文以 FPGA 为核心部件设计和实现了一种全数字化的双模应答机。

1 双模式应答机的组成和工作原理

双模式应答机由收发信机、相参本振源、调相测控(PM-TTC)模式识别器、直扩测控(DS-TTC)信号处

* 收稿日期 2004-03-05

作者简介:郑林华(1961—),男,教授,博士。

理器、PM-TTC 信号处理器、数据接口等组成。该应答机的组成框图如图 1 所示。考虑到卫星使用波段的适应性,该应答机可以在 C/S 频段和 Ka/Ku 频段上工作。

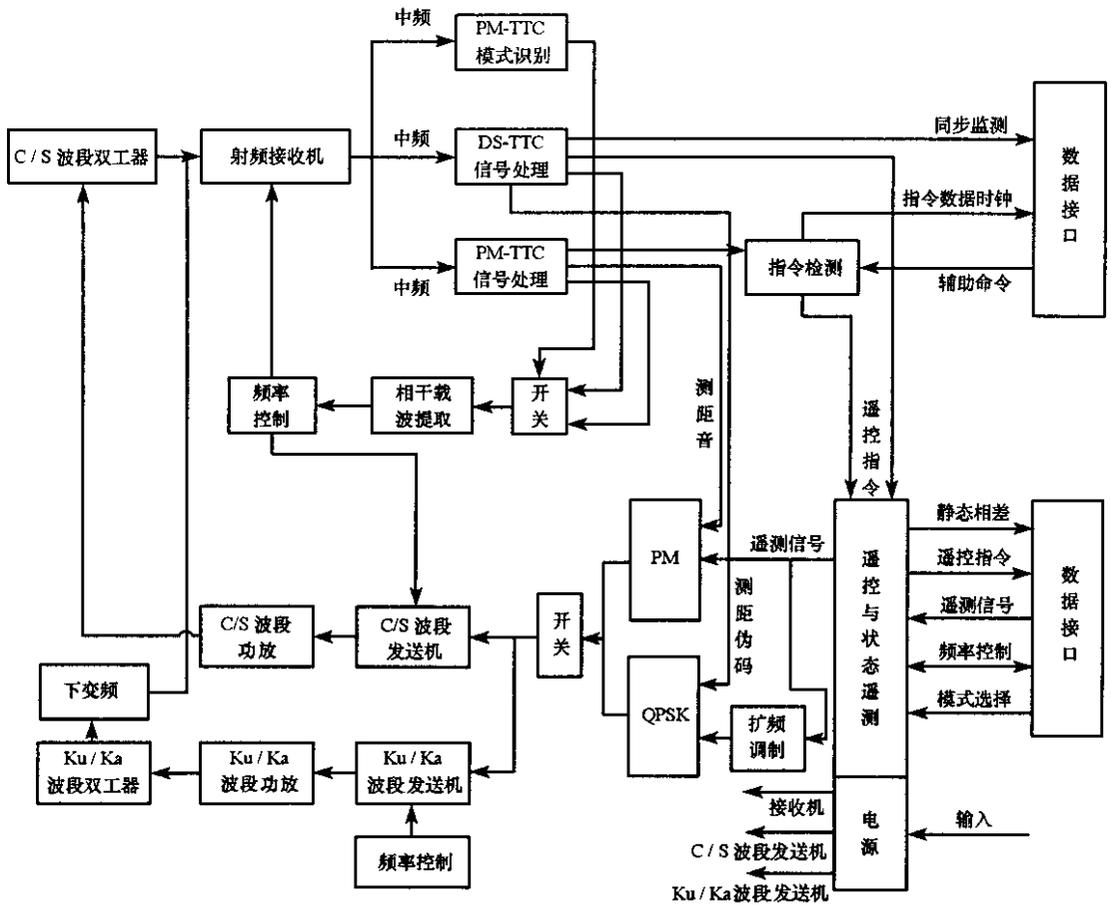


图 1 双模式应答机的组成框图

Fig.1 Configuration diagram of dual-mode transponder

接收支路:DS-TTC 信号或 PM-TTC 信号经天线接收进入接收机,经低噪声放大、混频及放大变频至中频,在中频输出端被分成 3 路处理。若 PM-TTC 模式识别器检测到 PM-TTC 信号,该电路送出一个工作模式控制信号,通过控制电路置应答机于 PM-TTC 工作模式,反之双模应答机被置于 DS-TTC 工作模式。若是 PM-TTC 信号就送入侧音解调环进行侧音解调和载波提取,若是 DS-TTC 信号就进行解扩、解调和载波恢复处理。

发射支路:根据模式识别电路提供的信号进行判决,若是 PM-TTC 工作模式,则将解调出的侧音信号进行线性调相,若是 DS-TTC 工作模式,则将 I 、 Q 支路信号分别扩频后,送入调制器进行调制,调制后的信号再上变频经功放放大,输出给天线。

(1) 直扩测控模式的功能

- 1) 对前向链路信号扩频码进行快速捕获、跟踪与解扩。
- 2) 对经解扩后的符号流进行解调(包括 VTB 译码)和位同步提取。
- 3) 完成对抑制载波的捕获、跟踪。
- 4) 对前向链路测距伪码进行再生,提取码同步,实现测距码的返向转发。
- 5) 对返向链路数据流进行卷积编码和扩频处理,并将扩频之后的数据进行 SQPSK 调制,送发射通道输出。

(2) 调相测控模式的功能

- 1) 对前向链路信号的残留载波信号进行捕获、跟踪。

- 2) 对调制信号进行解调。
 - 3) 对前向链路侧音进行解调,并转发,调制在反向链路的载波上。
 - 4) 对反向链路数据流进行 Δ PSK 调制和 PM 调制处理,并将调制之后的信号送发射通道。
- (3) 实现两种调制模式下的模式识别和自动切换。

(4) 主要性能指标

- 1) 前向数据速率 :100b/s ~ 300kb/s (S 频段)
- 2) 反向最高数据速率 :12Mb/s
- 3) 最大多普勒频移 : ± 160 kHz
- 4) 幅度不平衡 < 0.5 dB, 相位不平衡 $< 3^\circ$
- 5) 捕获时间 短码(37 dBHz 时) : < 5 s, 短码(41 dBHz 时) : < 1 s,
载波(37 dBHz 时) : < 5 s, 长码(27 dBHz 时) : < 14 s

2 信号形式和工作模式

2.1 调相测控信号形式

在调相测控模式下,其前向链路中的数据调制形式为 PCM-PSK-PM,测距音调制形式为 PM,信号可表达为:

$$S(t) = \sqrt{2P_T} \sin[\omega t + m_1 \sin \omega_1 t + m_2 \sin(\omega_2 t + \theta_s(t))] \quad (1)$$

式中, P_T 为信号功率, ω 为载波角频率, m_1 为测距音调制指数, ω_1 为测距音角频率, m_2 为数据副载波调制指数, ω_2 为数据副载波角频率, $\theta_s(t) = \pi \alpha(t)$, $\alpha(t)$ 为取值 0,1 的数据序列。

其反向链路中数据调制形式为 PCM-PSK-PM,测距音调制形式为 PM,信号表达式同(1)。

2.2 直扩测控信号形式

在直扩测控模式下,其前向链路为 UQPSK 扩频信号, I 、 Q 两路信道上分别传送扩频指令和测距码。用各自的 PN 码来实现码分复用,用户通过识别 PN 码来区别自己的信号。对属于自己的扩频信号进行解扩/解调。

I 路是码长为 1023 的平衡 Gold 码,称为短码; Q 路是码长为 $(2^{10} - 1) \times 2^8$ 的 18 级移位寄存器截尾序列,称为长码。

采用 UQPSK 调制, I 支路为指令通道, Q 支路为测距通道。 I 支路和 Q 支路的功率之比为 10:1。其数学表达式为:

$$S(t) = \sqrt{\alpha(0.91)P_T PN_I} \alpha(t) \cos \omega t + \sqrt{\alpha(0.09)P_T PN_Q} \sin \omega t \quad (2)$$

式中, $\alpha(t)$ 为指令码, PN_I 为指令信道 PN 码, PN_Q 为测距信道 PN 码。

反向扩频链路与前向扩频链路配合工作于双向多普勒测量、距离测量和遥测数据场合。反向载波频率与前向载波相干,转发比为 240/221。采用 SQPSK 调制, I 支路为遥测数据通道, Q 支路为测距通道。 I 支路和 Q 支路的功率之比取 4:1。其数学表达式为:

$$S(t) = \sqrt{\alpha(0.8)P_T PN_I} d(t) \cos \omega t + \sqrt{\alpha(0.2)P_T PN_Q} (t - t_c/2) \sin \omega t \quad (3)$$

式中, $d(t)$ 为遥测数据符号流, PN_I 为遥测信道 PN 码, PN_Q 为测距信道 PN 码, t_c 为码片钟周期。

2.3 工作模式

双模应答机的各种工作模式如表 1 所示。为了保证系统协调工作,双模应答机在没有接收到前向链路信号时,其前向链路工作于对信号特征的判断状态下,其反向链路工作于预先设定的调相测控模式或直扩测控模式。

表1 双模应答机的各种工作模式

Tab.1 All kinds work model of dual-mode transponder

模式	调相测控		直扩测控	
	前向链路	反向链路	前向链路	反向链路
1	...	TM	...	TM
2	R	TM + R	TC + R	TM + R
3	TC	TM		
4	TC + R	TM + R		

注:TC——遥控;TM——遥测;R——测距。

3 星用 DS/PM 双模应答机的关键技术

3.1 调相测控 (PM-TTC) 解相位的处理方法

传统的 PM 模式应答机一般采用窄带滤波的方法来转发测距侧音和提取遥控副载波调制信号,这种处理方法只有在较小调制指数的条件下误差才较小,并且在反向链路的发射通道中需要较多的高频模拟器件来完成调制,从而使模拟端的处理规模变大,不适合中频数字化的处理思想。在双模应答机中 PM 模式与扩频模式同样采用宽带处理,PM 模式通过采用解相位的算法来提高信噪比。解相位后,调制端的低频调制分量可以采用正交调制,模数转换、低频滤波后可直接与正交载波相乘、相加得到调制信号,与扩频反向信号处理形式相同,因此两种模式在调制端可以复用,从而有利于设备的小型化,并且在环路捕获性能上有很大的改善。

下面分析 PM 模式下两种方法在环路处理方面的性能,假设进入环路滤波的两路正交信号为:

$$r'_1(n) = \frac{1}{2} A \sin(\Delta\omega n/f_Ls + m_1 \sin(\omega_1 n/f_Ls) + m_2 \sin(\omega_2 n/f_Ls + \theta_s(n)) + \varphi) \quad (4)$$

$$r'_2(n) = \frac{1}{2} A \cos(\Delta\omega n/f_Ls + m_1 \sin(\omega_1 n/f_Ls) + m_2 \sin(\omega_2 n/f_Ls + \theta_s(n)) + \varphi) \quad (5)$$

前向副载波频率为 8kHz,码速率为 2000bps,因此为减少副载波对载波捕获跟踪环的不利影响,载波环的带宽应该小于 6kHz。所以,不解相位的方法捕获带宽小于 6kHz,即 $|\Delta f| < 6\text{kHz}$ 。假设环路处理周期为 T_{LTra} ,则环路可跟踪的最大变化率为 $\frac{6}{T_{LTra}}$ kHz。在上述情况下,接收端采用 37.496MHz 进行采样,则允许最高载频约为 17.043MHz,因此输入载波在区间(0.5MHz,16.5MHz)内以不超过 $\frac{6}{T_{LTra}}$ kHz 的变化率进行变化时,环路均可准确跟踪,并对输入信号进行正确解调。所以,不解相位的跟踪频带约为 $(f_0 - 4.2, f_0 + 11.8)$ MHz。

当采用解相位的方法进行处理时,由于鉴相在较高的采样率下进行,并且不再受副载波频率的影响和约束,因此应该具有更宽的捕获带宽。假定两采样点之间的最大相差为 Δp ,则为了正确判断解相位的周期性, Δp 必须满足下述关系式: $|\Delta p| < 2\pi - |\Delta p|$,即 $|\Delta p| < \pi$ 。在解相位的方法中 $\Delta p = 2\pi \cdot \Delta f / f_Ls$,即

$$|\Delta f| = f_Ls / 2 = \frac{37.496}{30 \times 2} \text{MHz} = 624.9\text{kHz}$$

由于采用了倍角处理简化运算,因此实际捕获频带降低一半,即 $|\Delta f| \approx 312\text{kHz}$ 。

显然,解相位方法的捕获带宽约为不解相位捕获带宽的 52 倍。经仿真验证:在仅考虑系统定点处理所带来的误差时,若输入载波频差为 300kHz,则捕获后残余频差小于 625Hz,一次跟踪调整后残余频差小于 1.5Hz,二次跟踪调整后残余频差小于 0.03Hz,此后跟踪环进入稳定跟踪状态。解相位方法的跟踪频带与不解相位方法相同。

3.2 大多谱勒频移环境下的载波同步实现技术

对于一般的接收机来说,抑制载波的捕获与跟踪常采用科斯塔斯环重构载波相位,从而实现相干解调 BPSK 数据。科斯塔斯环对高斯噪声具有较好的性能,但对通信链路干扰的容忍能力较差,特别是对受载体动态引入的多普勒频移跟踪的能力有限。

环路的捕获跟踪性能和对噪声的滤波性能对环路带宽的要求是一对矛盾,要想捕获高动态信号,要求环路带宽宽。锁相环环路带宽愈宽,环路对输入噪声的滤除能力愈差,则输出相位噪声方差愈大。跟踪相同频率变化特性的信号,锁频环中的滤波器要比锁相环中的滤波器的阶数低一阶,带宽要宽一些,环路更易稳定,但要想正确解调数据,在频率跟踪后面,还要有相位跟踪。

在双模应答机中采用复合软环来实现大多谱勒频移环境下的载波同步,实现原理如图 2 所示。前半部分是自动频率跟踪环 AFC(Auto Frequency Control),其中的 NCO 模块由硬件实现,由此环路产生的本地载波跟踪接收信号载波的频率变化,使本地载波和接收信号载波频率一致,残余频差和相差靠后半部分的科斯塔斯环来跟踪。

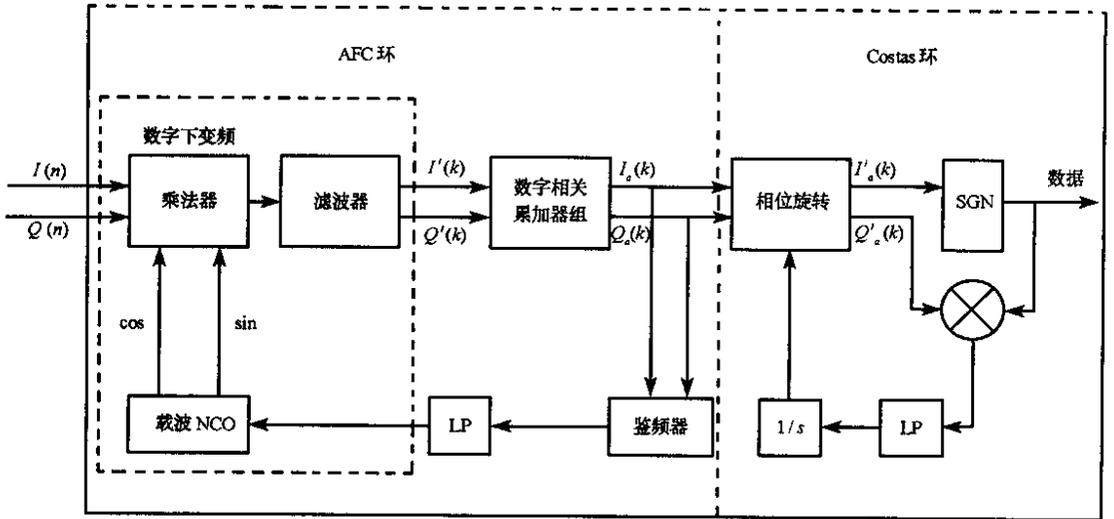


图 2 复合软环实现原理图

Fig.2 Realization principle diagram of double soft loops

在 AFC 环中,鉴频算法的实现和滤波器的实现都通过软件编程来完成。后半部分 Costas 环完全由软件完成, Costas 环中的 $1/s$ 模块在传统的硬件锁相环中由压控振荡器完成,而在软件中产生一个虚拟的相位,使之跟上接收信号相位的变化。

对复合软环的性能仿真结果如图 3、图 4 所示。实验中载波频率为 4.687MHz,频率偏差为 $\pm 2.4\text{kHz}$,频率一次变化率 4.6Hz/s。图 3 中示出了载波频率锁定过程 I 、 Q 两路输出数据。

由图 3 可以看出,频率环路锁定之后(图中 > 60 的部分),大部分能量集中到 I 路, I 、 Q 两路幅度趋于恒定,证明环路已经精确地锁定了接收载波频率。同时由于 Q 路幅度仍然很大,证明此时还残存了较大的相位误差。

图 4 中示出了 AFC 环路锁定过程中残余频差的调整,由图中可以看出,本地载波与接收载波的频差在很短的时间内就调整到 0 值附近,剩余频差不超过 1Hz。

前端 AFC 环已经实现了对载波频率一次斜升与二次斜升的跟踪。AFC 环具有很好的动态特性,但跟踪精度较差,残余的频差相差对信息数据的正确解调还有较大的影响。对残余频差相差的补偿采用查询相角表的方法来完成,具体的实现过程如下。

设频率环锁定之后的 I 、 Q 两路数据为:

$$I(k) = A \cdot D(k) \cdot \cos(2\pi \cdot \Delta f' \cdot kT + \varphi(k))$$

$$Q(k) \approx A \cdot D(k) \cdot \sin(2\pi \cdot \Delta f' \cdot kT + \varphi(k))$$

其中 $\Delta f'$ 表示 AFC 锁定之后的剩余频差。对 $I(k)$ 与 $Q(k)$ 作归一化处理

$$\bar{I}(k) = I(k) / \sqrt{I^2(k) + Q^2(k)} = \pm \cos(2\pi \cdot \Delta f' \cdot kT + \varphi(k))$$

$$\bar{Q}(k) = Q(k) / \sqrt{I^2(k) + Q^2(k)} = \pm \sin(2\pi \cdot \Delta f' \cdot kT + \varphi(k))$$

用 $\bar{I}(k)$ 和 $\bar{Q}(k)$ 作为相角表的地址进行二维寻址,即可求得 $\phi_k = 2\pi \cdot \Delta f' \cdot kT + \varphi(k)$, ϕ_k 的精度

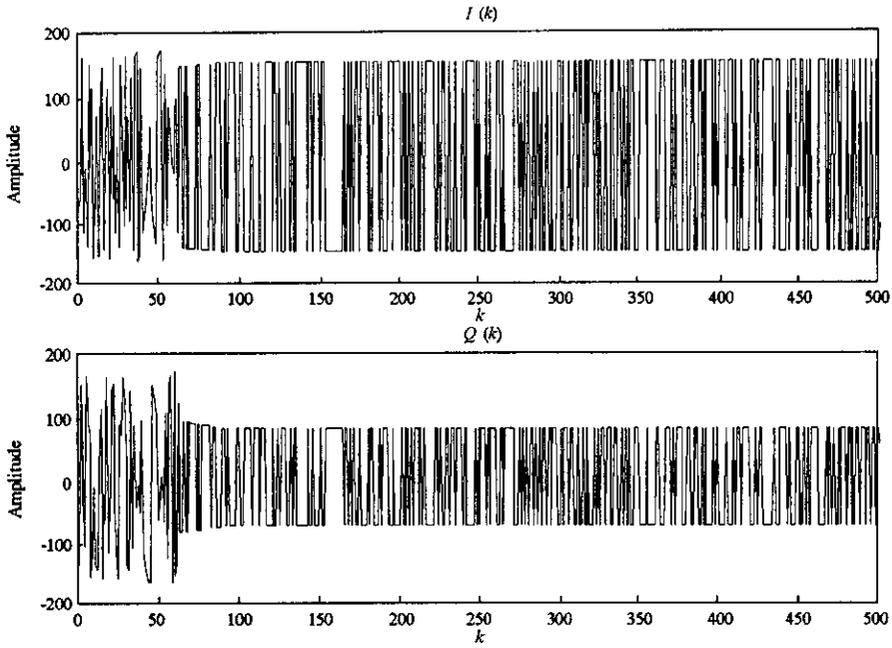


图3 AFC 频率跟踪

Fig.3 AFC frequency tracking

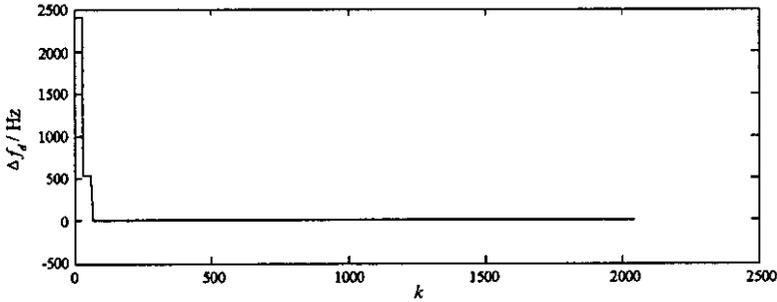


图4 残余频差的调整

Fig.4 Adjusting of remains frequency error

取决于样点值的位长。对连续 M 个 ϕ_k 作平均处理,得相差估计 $\bar{\phi} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \phi_i$ 。

4 结束语

星用 DS/PM 双模应答机的研制成功将大大地促进航天测控技术的发展,一方面能充分发挥 TDRSS 系统和统一载波测控系统的效能,另一方面将加快航天测控体制由统一载波体制向扩频统一体制的演变。

参考文献:

- [1] Webb R. IF Signal Sampling Improves Receiver Detection Accuracy[J]. Microwaves & RF, Mar. 1989 90 - 102.
- [2] Hack T. IQ Sampling Yields Flexible Demodulators[J]. RF Featured Technol, Apr. 1991 40 - 48.
- [3] Martinino F, Pugnali A, Saitto A, Tripodi M. Error Probability Evaluation for a Digital Spread Spectrum Modem Used in Satellite Communications[J]. Alta Freq, 1988 4V(1) 21 - 28.
- [4] Holmes J. Coherent Spread Spectrum[A]. New York: Wiley, 1982.
- [5] Performance and Design Requirement and Specification for the Fourth Generation TDRSS User Transponder[R]. National Aeronautics and Space Administration, 1996.

